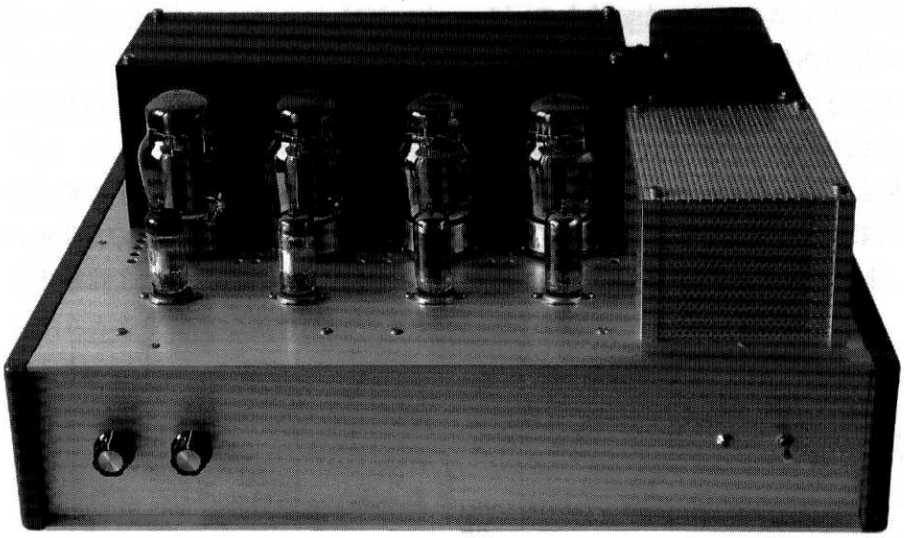
独立OPTを2コ使ったユニティ結合

KT-66PPアンプの試作

—その2・回路の解析—

金指 長生



初段増幅部

第11図に増幅部の回路図を示し，各回路の詳細を説明します．

6EJ7の3極管接続を下側ユニットとするハイブリッド・カスコードを2つ結合して，差動増幅器としています．R7，R8によりそれぞれのユニットの3結を実現するわけですが，その機能は2つあります．

1つは寄生（パラスティック）発振防止であり，その目的のためにはソケット直近で接続し，リード線による寄生インダクタンスを極力排除するように努めなければなりません．2つ目は，これらの抵抗に流れるG2電流により若干の電圧降下を発生し，G2電位をプレートのそれより若干なりといえども低く維持することで，動作の安全を図ります．

R2も同様に寄生発振防止用であり，V1ソケットの直近でピンに直付けします．1kΩという値は6EJ7を使用してきた経験上のものであり，構成手続き的に導出された値ではありません．この抵抗がない場合にかならず寄生発振を引き起こすかといえば，もちろんそういうものではなく，私の経験では，信号振幅が大きくなった場合，特定の振幅域に50MHz～100MHz程度の部分発振を認めることがありましたが，1kΩで効果的に排除することができます．

抵抗値を大きくすればそれだけ寄生発振の危険性が遠のくとはいえますが，この値を10Kとか20Kにしなければならないようでは，部品配置や回路引き回し方法を再検討すべきだといえるでしょう．

G1関連でこれに代わるパラ止めとしては，G1～Gnd間を小容量のキャパシタでシャントする，あるいはマランツ・アンプ（#8Bなど）に見られるように，G1～プレート間にミラー容量を抱かせる，等々があります．要するに超高域のゲインだけを効果的に低下させる方策を講ずればよいのであって，オーディオ帯域にまで影響するようなハイ・カットを強いられるようであれば，そこには何か本質的に“まずいこと”が潜んでいると考えるべきです．

対立ユニット＝V2のグリッド回路ですが，R3とR1はメイン・ループ負帰還のβ回路素子です．仕上がりゲインを20dBに設定しているのが，定数からわかるでしょう．

C2は微分位相補正ですが，このタイプの補正は，仮にR29とC1がなければ超高域でβ＝1となることをつねに念頭に置かなければなりません．実のところ本アンプでも，C2を加えた段階で80MHz付近にごくゆるい持続的発振が見られましたから，C1でシャントし，超高域の帰還をキャンセルしています．C1はソケット直近で接続します．

CH1，CH2，C3，R4の機能について説明しましょう．

もともとは，ここも寄生発振防止のため各カソードに20Ωのみを挿入していましたが，2つの理由でインダクタに変更しました．1つは相互コンダクタンス(gm)の低下を避けたかったからです．6EJ7三結の原資が20mA／Vですから，微少な抵抗値でもgmの低下は大きく，20Ωで全帯域にわたり3割程度低下します．そこで位相補正を兼ねるつもりで，中低域のゲインを維持しつつ高域にロールオフを設定すべく，インダクタにしたものです．

2つ目は，このインダクタを利用

とVbe1段分(≒0.7V)の和が，R14両端電圧とVR3中点までの電圧の和に等しくなるようにR13を電流が流れて，おのずから確定します．

この電流源には2つの6EJ7のカソード電流が合流しますから，計30mA程度を流すことになりますが，VR3により24mA～48mAの範囲に調整可能としています．ただし実際に設定したのは13mA～15mA／ユニット(合計26mA～30mA)程度であり，目を三角にしながらクリチカルに追い込んだ印象がありましたから，VR3の可変範囲を狭め，おおらかな気持ちで調整に臨むべきでした．

ところで，この電流源の設定電流が変動すると，カスコード出力動作点の大きなドリフトとなって現れます．そのために負電源を定電圧化したのですが，当初はさらにQ8のベース回路にダイオードを入れて温度補償を図ったところ，カスコード負荷電流源の設定電流変動やB+600V変動との関係で，むしろ取り去った方がドリフトを小さく押さえられたものですから，現在それは入れていません．

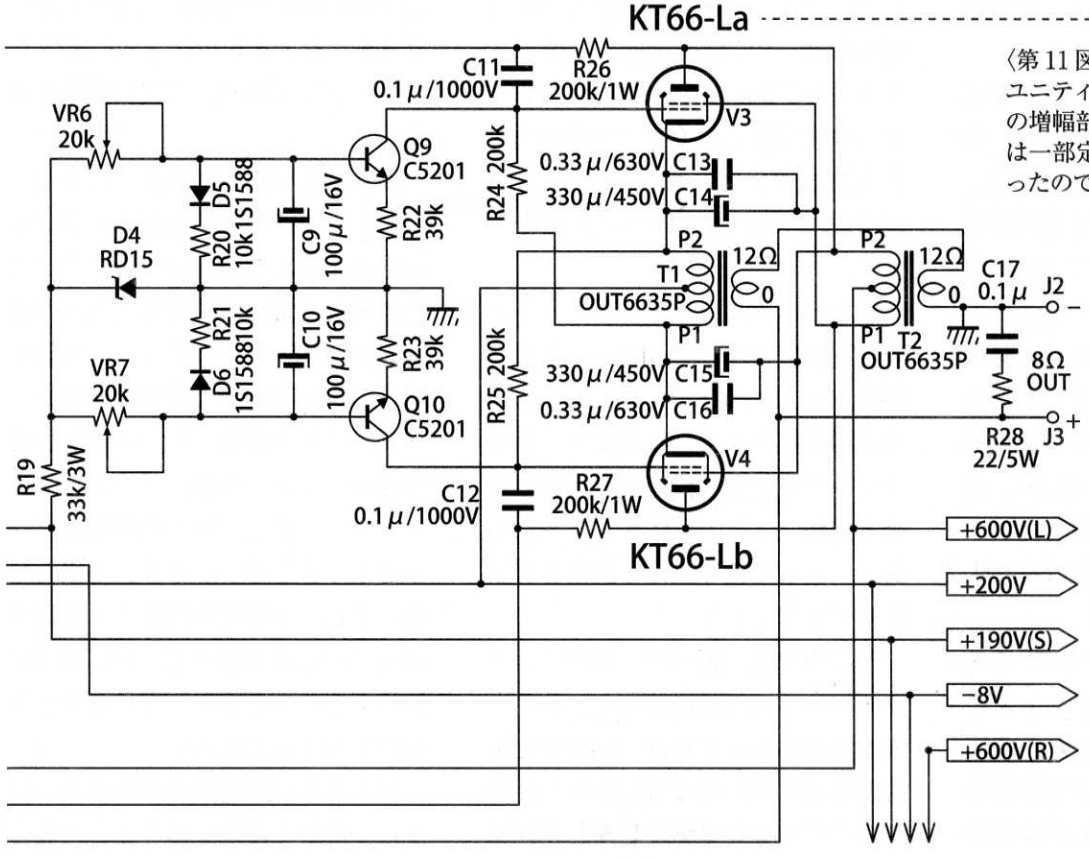
Q3およびQ4は，カスコード回路上側ユニットです．R10，R11，R15，R16，それにVR4を組み合わせて，定電圧化した190Vを分圧しつつバランスさせ，Q3，Q4のベース電位として与えています．実際は定電圧出力を約195Vに設定し，Q3，Q4のベースには約175Vを掛け，下側ユニット6EJ7のプレート＋スクリーン損失を2.65W以下としています．

『ナショナル(松下電器)1962年版真空管マニュアル』によれば，Ep=Esg=170V，Eg1=−2Vで，Ip=10mA，Isg=4.1mAという動作例がありますから，これに近似していると見てよいでしょう．

これを本アンプにそのまま使って，Ip+Isgを15mAとすれば，Ip=11mA，Isg=4mAとして大きな誤差はないだろうと考えますが，その場合Pp=175V×11mA=1.925W，Psg=175V×4mA=0.7Wとなり，プレート損失(定格2.5W)，スクリーン損失(定格0.9W)とも適切な範囲に収まっています．

プレート電圧の変動に鈍感な5極管動作と異なり，3極管接続の6EJ7は低rpですから，VR4の変化に小気味よくプレート電流が追従します．6EJ7両ユニットにペア管を揃えた場合の調整では，電流絶対値のバランスを目標とするより，増幅動作=gmバランスに注意します．具体的には，ひずみ率計出力の残留ひずみ波形をオシロスコープで監視しながらVR4の最適点を求めることになり，その後，カスコード負荷側電流源を調整して，出力の動作点を目標値に設定する，という手順です．

Q2，Q1およびQ5,Q6がカスコード負荷定電流源Trであり，R5，R6とVR2，VR5によりQ1，Q6のベースに与えられる電位とで，a



〈第11図〉
ユニティ結合型KT-66PPアンプの増幅部の回路（前号掲載の図には一部定数と結線にまちがいがあったので訂正してあります）

くらいの違いがあっても，驚くには当たらないのかも知れません．

それらを勘案して，仮にクリッピング点ⓑを，Ebmin＝85V，Ibmin＝295mA（特性曲線上，Vg1＝−5V付近に当たる）とすれば，出力は，

｛(390−85)×0.295/2)×0.81
＝36.4W

となり，おおむね実測値と一致します．付言すれば，負荷を16Ωや4Ωとした場合，ノンクリップ最大出力はそれぞれ22W，24Wと低下しますから，現在の8Ω負荷がだいたい最適であるということがいえます．

スタガリングの考えかた

つぎに，低域のスタガリングを評価してみましょう．

本アンプで，メイン．ループ内に見える主要低域時定数回路は，

(a) 初段〜終段結合キャパシタと周辺抵抗によるもの

(b) 出力トランスと終段管出力インピーダンスによるもの

(c) 2つの出力トランスとそれを結合するキャパシタによる共振回路

を挙げることができます．その他付加回路（初段負荷電流源など）にもいくつか時定数はありますが，ループに無関係であったり，十分に大きいものと見なして無視します．

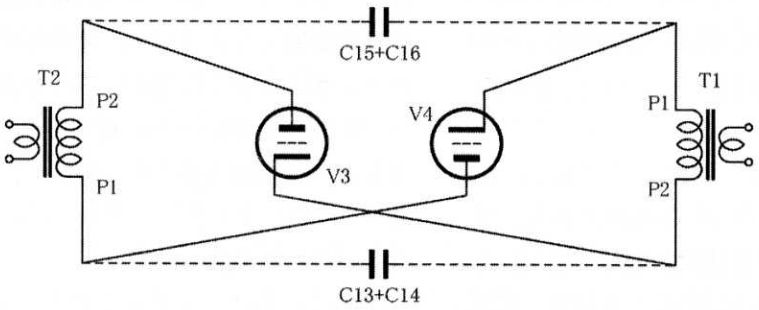
最初に共振回路である (c) を評価しましょう．

前号の**第7図**のように，OPTの表示1次インダクタンスは60Hであり，200Hz/5Vの条件ですから最低インダクタンスと見てよいでしょう．並列キャパシタは330μFであり，**第11図**の全回路図からは，OPTと直列に接続されたものが2組並列に接続されていると見ることができます．この定数による共振周波数は1.1Hzであって，仮にこれがループ・ゲイン要素であるとするならば，1.1Hzでピークを作ったあと，それを境に振幅は12dB/oct減衰線に漸近しつつ，位相は共振点で90度推移し，それを過ぎると急速に180度に近づきます．

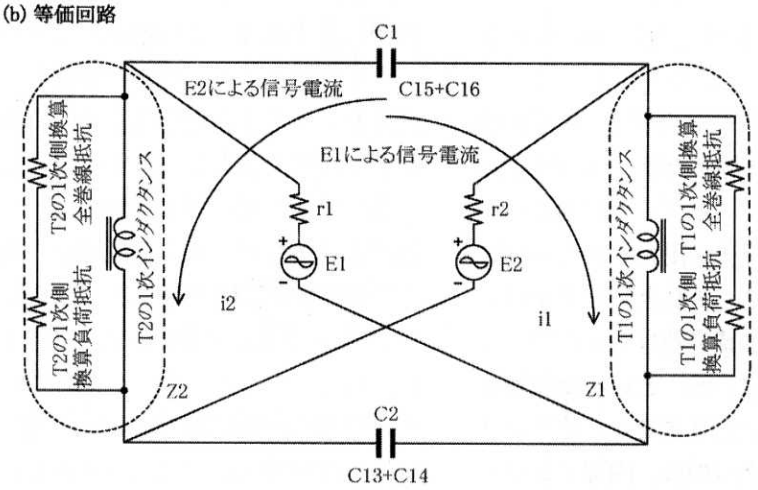
したがって初段〜終段結合部の時定数回路と合わせて最大270度推移することになりますから，クリチカルで神経質なスタガリングが要請されそうな気がします．しかし結論からいえば，この共振回路は，つぎのような理由でループ内時定数として構成されません．

第16図(a)は，終段出力部をブリッジ風に概念化したものです．ここで，この段で取り扱うレベルを微少なものに限定し（OPT最小インダクタンス付近の動作を想定），V3とV4が互いに逆相でドライブされていることに注目すれば，V3とV4は互いのプレート／カソードが同相で同一電

(a) 終段のブリッジ風表現



(b) 等価回路



〈第16図〉ブリッジ風に概念化した終段出力の等価回路

(c) C1に流れる信号電流

●回路要素の値を次のように仮定する

E_1 (V3) = E_2 (V4) = E

C_1 (C15+C16) = C_2 (C13+C14) = C

r_1 (V3内部抵抗) = r_2 (V4内部抵抗) = r

Z_1 (負荷を含むT1全インピーダンス) = Z_2 (負荷を含むT2全インピーダンス) = Z

● E_1 および E_2 を、それぞれ含む閉路に沿って起電力総和の式を立てる

$$E_1 = E = r_1 \cdot i_1 + X_{C1} \cdot (i_1 - i_2) + Z_1 \cdot i_1$$
$$= r \cdot i_1 + X_C \cdot (i_1 - i_2) + Z \cdot i_1 \quad \cdots\cdots ①$$
$$E_2 = E = r_2 \cdot i_2 + X_{C1} \cdot (i_2 - i_1) + Z_2 \cdot i_2$$
$$= r \cdot i_2 + X_C \cdot (i_2 - i_1) + Z \cdot i_2 \quad \cdots\cdots ②$$

①＋②により、

$$2 \cdot E = r \cdot (i_1 + i_2) + Z \cdot (i_1 + i_2) \quad \cdots\cdots ③$$

①−②により、

$$0 = r \cdot (i_1 - i_2) + 2 \cdot X_C \cdot (i_1 - i_2) + Z \cdot (i_1 - i_2)$$
$$= (r + 2 \cdot X_C + Z) \cdot (i_1 - i_2) \quad \cdots\cdots ④$$

● ここで Z はOPT一次インダクタンスと、OPT一次側換算全巻線抵抗およびー次側換算負荷抵抗との並列合成インピーダンスだから、OPT一次インダクタンスをL、全抵抗成分をRとすれば、

$$Z = \frac{X_L \cdot R}{X_L + R} \longrightarrow f_1(\omega) + f_2(\omega) \cdot X_L$$

$$f_1(\omega) = \frac{\omega^2 \cdot L^2 \cdot R^2}{\omega^2 \cdot L^2 + R^2} \quad 、 \quad f_2(\omega) = \frac{R}{\omega^2 \cdot L^2 + R^2}$$

と表せるから、④式は結局、

$$(r + 2 \cdot X_C + f_1(\omega) + f_2(\omega) \cdot X_L) \cdot (i_1 - i_2) = 0 \quad \cdots\cdots ⑤$$

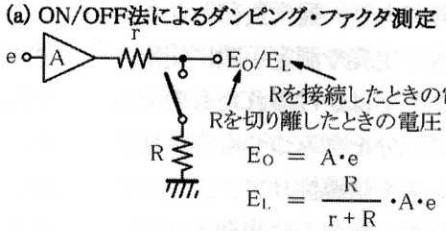
この式の左辺第一因数は明らかにゼロではないから、したがって、

$$i_1 - i_2 = 0 \longrightarrow i_1 = i_2$$

さらに $i_1 = i_2 = i$ としてこれを③式に適用すれば、

$$2 \cdot E = 2 \cdot r \cdot i + 2 \cdot Z \cdot i \longrightarrow E = (r + Z) \cdot i \quad \cdots\cdots ⑥$$

(a) ON/OFF法によるダンピング・ファクタ測定



$E_O = A \cdot e$

$E_L = \frac{R}{r+R} \cdot A \cdot e$

(b) ON/OFF法の計算

$$D_O = \frac{\frac{R}{r+R}}{A \cdot e - \frac{R}{r+R} \cdot A \cdot e} = \frac{\frac{R}{r'+R}}{1 - \frac{R}{r+R}}$$

$$= \frac{\frac{R}{r+R}}{\frac{r+R}{r+R} - \frac{R}{r+R}} = \frac{R}{r} \quad \cdots \text{定義に一致}$$

〈第19図〉
ON/OFF法による
出力インピーダンスの測定

・ダンピングファクタの定義　$D_O = \frac{R}{r}$

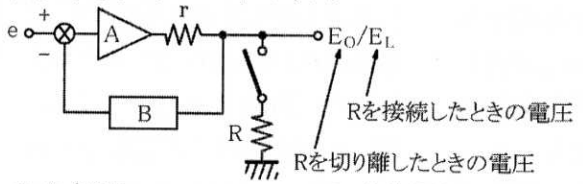
・ON/OFF法の計算手続き　$D_O = \frac{E_L}{E_O - E_L}$

見えるものを求めたに違いない，想い出はそう私に告げるのです．

たしかに“真空管らしさ”は管球アンプの大きな魅力であり，私も日々その楽しみに触れていますが，本アンプ製作に思い至らせた動因は，マッキントッシュの思想を借りて，ハイ・フィデリティの真理に近づくことにあったはずです．であるならば，マッキントッシュの胎を奪う試みはまた，マッキントッシュと同じ地点を目指さなければならないだろう．“……らしさ”という小春日のなかに立ち止まってひなたぼっこをしている場合ではない，と．このように文章にすると，ささか気恥ずかしいような青臭い気負いとともに，その先を求めることにしたのです．

私のシステム構成では，メイン・アンプは20dBのゲインがあれば充分，というか，これまでのアンプをそういう仕上がりゲインで統一していますから，それらと合わせることを目途に，余剰分の17dBあまりをループ帰還に回すことにしました．この反NFB派が聞いたら腰を抜かしそうな帰還量＝17.2dBという値は，音を聴き，諸特性を計測した結果論として見れば極めて当を得た値であったと，納得できるものでした．

(a) 負帰還下のダンピング・ファクタ



$$\frac{R}{r} = D_O$$

$$\frac{r+R}{R} = D_O + 1$$

$$\frac{R}{r+R} = \frac{D_O}{D_O+1}$$

・E_Oを求める

$E_O = A \cdot e$

$= A \cdot e - A \cdot \beta \cdot E_O$

$E_O = \frac{A \cdot e}{1 + A \cdot \beta}$

・E_Lを求める

$E_L = (e - \beta \cdot E_L) A \cdot \frac{R}{r+R}$

$= \frac{A \cdot e}{\frac{r+R}{R} + A \cdot \beta}$

・負帰還後のダンピング・ファクタD_Nを求める

$$D_N = \frac{E_L}{E_O - E_L} = \frac{\frac{A \cdot e}{\frac{r+R}{R} + A \cdot \beta}}{\frac{A \cdot e}{1 + A \cdot \beta} - \frac{A \cdot e}{\frac{r+R}{R} + A \cdot \beta}} = D_O(1 + A \cdot \beta) \cdots ①$$

ここで $A_N = \frac{R}{r+R} A$ とすれば $A = \frac{r+R}{R} A_N = \frac{D_O+1}{D_O} A_N$

$$D_N = D_O \left(1 + \frac{D_O+1}{D_O} A_N \cdot \beta\right) = D_O + (D_O+1) \cdot A_N \cdot \beta$$

$$= (D_O+1)(1 + A_N \cdot \beta) - 1$$

帰還後 $F_N = 1 + A_N \cdot \beta$ とすれば $D_N = (D_O+1) F_N - 1 \cdots\cdots ②$

〈第20図〉負帰還をかけたときのダンピング・ファクタの計算

ダンピング・ファクタの意味

負帰還の効用は，理論的なものから，やみくもに負帰還罪悪論を主張するほとんど感情的なものまでを含め，すでにおびただしいレビューがありますから，ここで多くを述べることは控えることにして，ダンピング・ファクタのみを取り上げてみましょう．

その理由は，負帰還により大きく影響を受けるその他の物理諸特性，すなわち，ひずみ率特性，周波数特性，低域安定度，高域安定度などは一方的な規範性を承認されているのに対して，ダンピング・ファクタには明瞭な意味上，数値操作上の定義が存在するにもかかわらず，その値が大きければよいとも小さければよいとも，また客観的な最適値が存在するとも，誰もが断定的なことをいい得ない，悩ましい指標であるからです．あえて特別な効果を狙う場合は別として，ひずみ率特性，周波数特性はそれぞれ，小さければ小さいほど，広ければ広いほどよいとされ，低域・高域の安定度はよし悪しを云々する以前の問題として，絶対的安定性が求められます．

それに対しダンピング・ファクタは，ある人々は∞を理想として大きい方がよいといい，別の人々は，そうではなく1～2程度の低い値がよいのだといい，さらに一部の識者は，スピーカ・システムとの関係で臨界制動を与える数値が理想であるとい

う．ひずみ率特性や周波数特性が，その効果を含めてもはや完全に人知の制御下にあるのに対し，ダンピング・ファクタは，スピーカ，アンプ，聴き手，これら3者の緊張関係のなかで定住する場もなくさまよっているように，私には思えるのです．

ダンピング・ファクタに関する私見を3つほど挙げてみましょう．

第1に，その評価の不安定性は，ひとえにスピーカ・システムによる低域再生の困難さに由来すると，考えています．

どのようなスピーカ・システムであれ――それはペア当たり数万円のエントリー・モデルに始まり家1軒が建つほどの価格帯に至るまで――100Hz以下の低域周波数帯で物理特性として完全に制御された，といい得るものは皆無ではないか，と思っています．つまり，その点にアンプの提示するダンピング・ファクタとの間で“相性”の生ずる余地が出てくるのであり，「締まった低域」「豊かな低域」「エネルギー感のある低域」等々，聴くものの感受性との間でさまざまな葛藤が生じます．

やっかいなことに，それは低域の問題のみに止まらず，その上に展開される中・高域の聴き味にときとして決定的な影響を与える場合さえあるので，結局，ダンピング・ファクタは聴感に対する支配的指標であると，そんな認識が広がったように思えます．

昨今では，負帰還の効果としてはもっぱらダンピング・ファクタが主役を演じ，ひずみ率や周波数特性については負帰還で解決を図るべきではなく，負帰還以前に片付けておくべき問題として把握されるに至った，そのように私は理解するのです．

第2に，ダンピング・ファクタとは，あくまでもアンプの側における一方的な定義であり，通常負荷となるスピーカは，定義や測定手順に使用される純抵抗とはかけ離れたものであって，抵抗分を含みつつも容量性リアクタンスや誘導性リアクタンスの入り乱れた，要するに複合インピーダンス・デバイスであることです．ついでにいえば，そのインピーダンスとは電気的なものばかりでなく機械系由来のインピーダンスも含まれますから，すなわち，スピーカ自身のメカニカルな仕組みやスピーカの置かれた場所の音響特性に少なからぬ影響を受けることになります．したがって，アンプがダンピング・ファクタとして一定の値を主張したとしても，1つのスピーカ・システムであってさえ，周波数によりその意味が変化し得ることを心得ておかなければなりません．

第3に，「ダンピング」という名称が示唆するとおり，ダンピング・ファクタの本来の意義はスピーカの機械的な制動状態を表すことにあります．ところがR/rとは，純粋に電気的世界の出来事を表現する式であり，電気～機械系変換効率を無視したものであって，実際の機械的制動状態を直接には表現しません．

よく知られているように，ダンピング・ファクタの小さいところでは数値の増加に伴いスピーカの機械的状態はおおむね比例的に制動されますが，大きくなるに従い徐々に機械系に対する支配は薄れ，10程度を越える部分のダンピング・ファクタは，ほとんど機械系に反映されません．そういうことを踏まえたうえで算出された数値を見れば，ダンピング・ファクタに対する過大な期待も過小な評価も，ともに禁物であることがわかるでしょう

ダンピング・ファクタ値の計算

さて本アンプでは，ループ帰還を施すことによりダンピング・ファクタはどのように変化するのでしょうか．最初に，もはや普遍的といってよいON／OFF法によるダンピング・ファクタ測定の原理を確認しておきましょう(**第19図**)．

第20図では，**第19図**の手順でダンピング・ファクタを計測されたアンプに対し，帰還量＝FNの負帰還を施した場合，ダンピング・ファクタがどのように変化するのかを算出する手順を示します．いうまでもなく，ここでいう負帰還とは出力並列／入力直列型電圧負帰還ですから，ダンピング・ファクタは増加します．

ここで負帰還前の無負荷増幅度＝Aがわかっている場合は，β回路の定数とともに，①式に従って算出しても構いませんが，製作の現場ではむしろ，ミリバルなどで直接帰還量を読み取るのがふつうだろうと思われますから，そのときは②式を利用するのが簡単でしょう．

本アンプに②式を適用すれば，帰還前のダンピング・ファクタ＝3.17，FN＝17.2dB(7.24倍)ですから，

$DN = (3.17+1) \times 7.24 - 1 = 29.2$

つまりダンピング・ファクタは，30程度に増加するということになります．のちに測定の段において言及しますが，実測では32(8Ω/1kHz)であり，若干の差はあるものの，ほぼ予測とおりといえるでしょう．

では，17dBあまりの負帰還に対して位相補償はどうなっているのかというと，低域については，先述のとおりスタガリングに問題がありませんので何もしません(スタガリング自身を位相補償と見る立場もありますが)．

高域に関して，位相補償は3カ所あります．1つ目は，先に初段差動増幅の共通カソードに組み込んだ共